MP MASTER
MA22465

ROHDE & SCHWARZ

BESCHREIBUNG

INSTRUCT. BOOK

REFLEKTOMETER

REFLECTOMETER

Type ZUP

P/N R10369

Beschreibung

REFLEKTOMETER

Type ZUP

BN 3569/50 BN 3569/60 BN 3569/75

10... 600 MHz

ENGLISH INSTRUCTION BOOK
see page 29

ROHDE & SCHWARZ SALES CO. (U.S.A.) INC.
111 LEXINGTON AVENUE
P. O. BOX 148
PASSAIC, NEW JERSEY (201) 773-8010

Anmerkung: Wir bitten, bei technischen Anfragen, insbesondere bei einer Anforderung von Ersatzteilen, außer der Type und Bestellnummer (BN) immer auch die Fabrikationsnummer (FNr.) des Gerätes anzugeben.

Ausgabe R 10369/965 d/e

Printed in Western Germany

Inhaltsübersicht

1. Eigenschaften 3

2. Anwendung 4

3. Arbeitsweise und Aufbau 4

4. Bedienungsanleitung 7

4.1. Meßaufbau 7

4.1.1. Meßaufbau bei Verwendung eines geeichten Empfängers . . 7

4.1.2. Meßaufbau bei Verwendung eines nicht geeichten Empfängers 8

4.2. Messen 8

4.2.1. Messen mit geeichtem Meßempfänger 8

4.2.1.1. Messen des Reflexionsfaktors 8

4.2.1.2. Messen des Interferenzquotienten 9

4.2.1.3. Bestimmung der Impedanz (Scheinwiderstand) oder Admittanz (Scheinleitwert) aus Reflexionsfaktor und Interferenzquotient 9

4.2.1.4. Meßbeispiel 11

4.2.2. Messen mit ungeeichtem Empfänger und Eichleitung . . . 13

4.2.2.1. Messen des Reflexionsfaktors 14

4.2.2.2. Messung des Interferenzquotienten 14

4.2.2.3. Beispiel zur Messung einer Impedanz mittels Eichleitung 14

5. Auskoppeldämpfung und Empfindlichkeit 16

6. Maximal zulässige Durchgangsleistung 17

7. Umrüsten auf andere Steckersysteme 18

1. Eigenschaften

Frequenzbereich . . . . . 10...600 MHz

Meßbereich des Reflexionsfaktors r . . 0,005...1

Fehlergrenzen des Reflexionsfaktors (siehe Bild 3)

im Bereich 10...40 MHz

bei Ausführung BN 3569/50 . . . . ±(0,007+0,05r)
3569/60 . . . . ±(0,007+0,05r)
3569/75 . . . . ±(0,01 +0,05r)

im Bereich 40...500 MHz

bei Ausführung BN 3569/50 . . . . ±(0,003+0,05r)
3569/60 . . . . ±(0,003+0,05r)
3569/75 . . . . ±(0,006+0,05r)

im Bereich 500...600 MHz

bei Ausführung BN 3569/50 . . . . ±(0,005+0,05r)
3569/60 . . . . ±(0,005+0,05r)
3569/75 . . . . ±(0,01 +0,05r)

Wellenwiderstand Z_o

bei Ausführung BN 3569/50 . . . . 50 Ω
3569/60 . . . . 60 Ω
3569/75 . . . . 75 Ω

Anschlüsse . . . . . 3 Kurzhubstecker Dezifix B, umrüstbar auf andere Stecker- oder Buchsenarten (s. Blatt 18)

Abmessungen . . . . . 220 x 100 x 110 mm

Gewicht . . . . . 1,6 kg

2. Anwendung

Zur raschen Messung des Reflexionsfaktors bzw. der Anpassung eines Verbrauchers an eine Koaxialleitung verwendet man vorzugsweise Richtkoppler. Dabei ist zwischen Leistungs- und Anpassungszeigern einerseits und Reflektometern andererseits zu unterscheiden. Der Leistungs- und Anpassungszeiger (z.B. unsere Typen NAK, NAU oder NAD) arbeiten ohne Zuhilfenahme äußerer Spannungsquellen mit einer Genauigkeit von etwa 10 % v.E. Sie sind hauptsächlich zur Betriebsüberwachung geeignet. Die Reflektometer dagegen sind für Präzisionsmessungen ausgelegt. Im Bereich kleiner Reflexionsfaktoren erreicht ihr Fehler Werte von $< 0{,}3$ %. Zum Betrieb eines Reflektometers benötigt man außer einem Meßsender noch einen empfindlichen Meßempfänger. Das Reflektometer Type ZUP liegt in seiner Genauigkeit hinsichtlich des Reflexionsfaktors etwa eine Größenordnung über den meisten Betriebsgeräten und eignet sich deshalb besonders für Labor und Entwicklung. Auf Grund seiner handlichen Form und robusten Ausführung ist es jedoch ebensogut für Betriebsmessungen verwendbar, sofern ein geeigneter Meßempfänger zur Verfügung steht.

Über die betragsmäßige Reflexionsfaktormessung hinaus kann man mit dem ZUP auch die Phase des Reflexionsfaktors und damit die Impedanz abschätzen. Das hierfür anzuwendende Meßverfahren ist in Abschn. 4.2.1.3. beschrieben.

3. Arbeitsweise und Aufbau (siehe Stromlauf, Blatt 6)

In einem Gußgehäuse ist sowohl das Meßkoaxial mit zwei Präzisionsrichtkopplern als auch der Betriebsartenschalter untergebracht. Beide Richtkoppler sind gleich empfindlich und liefern je eine der vorlaufenden und rücklaufenden Welle proportionale Spannung.

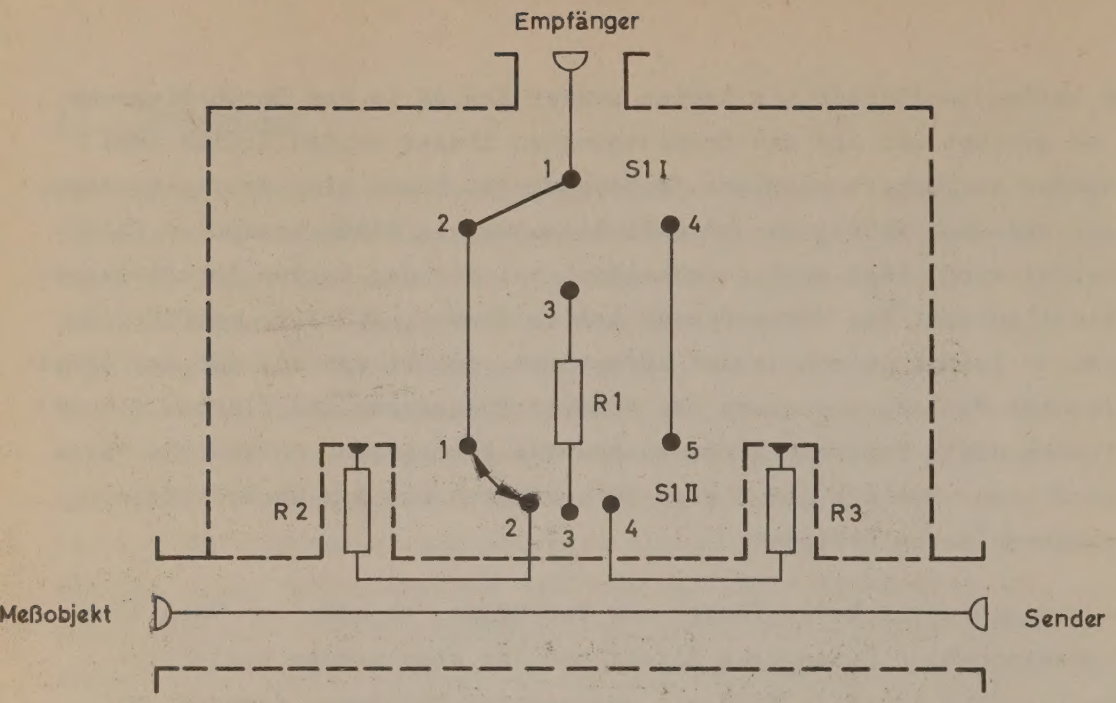
Mit Hilfe des Betriebsartenschalters kann wahlweise die Vorlaufspannung U_o, die Rücklaufspannung U_r oder die durch Zusammenschaltung beider gebildete Interferenzspannung U_i ausgekoppelt werden. Der Quotient $|U_r/U_o|$ ergibt den Betrag des komplexen Reflexionsfaktors $|\underline{r}|$. Der Quotient $|U_i/U_o|$ liefert die auf U_o bezogene Summenspannung $|1+\underline{r}|$. Trägt man

diese beiden Quotienten als Radien zweier Kreise in das Smith-Diagramm ein, so gewinnt man aus den Schnittpunkten dieser beiden Kreise zwei zueinander konjugiert komplexe Impedanzwerte. Durch eine zweite Messung, bei der zwischen Meßobjekt und Reflektometer ein Stück koaxiales Kabel geschaltet wird, läßt sich entscheiden, welcher der beiden Impedanzwerte der richtige ist. Das Meßverfahren ist in Abschn. 4.2.1.3. ausführlich behandelt. Es muß jedoch darauf aufmerksam gemacht werden, daß der dabei auftretende Fehler, besonders bei höheren Frequenzen und flachem Schnitt der in das Smith-Diagramm einzuzeichnenden Kreisbögen, erhebliche Werte annehmen kann. Deshalb ist dieses Meßverfahren nur zur überschlägigen Impedanzbestimmung geeignet.

Steht ein geeichter Meßempfänger zur Verfügung, so kann der Vergleich der ausgekoppelten Spannungen direkt aus den abgelesenen Werten erfolgen (Abschn. 4.2.1.). Wird ein ungeeichter Empfänger zusammen mit einer Eichleitung benützt, so erhält man die Quotienten in Dezibel oder Neper (Abschn. 4.2.2.).

Als geeichte Meßempfänger eignen sich für diesen Zweck folgende Typen:

Selektives Mikrovoltmeter	Type USVH	(bis 30 MHz)
Selektomat	Type USWV	(30...400 MHz)
UHF-Meßempfänger	Type USVD	(280...940 MHz)



	S1 I				S1 II				
Schalterstellung	1	2	3	4	1	2	3	4	5
Vorlauf	●	●			●	●			
Interferenz	●		●			●	●	●	
Rücklauf	●			●				●	●

● = Kontakte verbunden

Bild 1. Stromlauf des Reflektometers Type ZUP

Kennz.	Benennung	Wert	R&S-Sach-Nr.
R1	Schichtwiderstand	50 Ω ±1 %/0,08 W	WFK 511/50/1/0,08
R2	Schichtwiderstand	100 Ω ±1 %/0,08 W	WFK 511/100/1/0,08
R3	Schichtwiderstand	100 Ω ±1 %/0,08 W	WFK 511/100/1/0,08

Schaltteilliste des Reflektometers Type ZUP

4. Bedienungsanleitung

4.1. Meßaufbau

Das Reflektometer wird als Durchgangskopf zwischen einen geeigneten Meßsender +) und den zu untersuchenden Verbraucher geschaltet. Hierzu ist es mit zwei umrüstbaren Präzisions-Dezifixanschlüssen versehen. Ein dritter, ebenfalls umrüstbarer Präzisions-Dezifixanschluß dient der Verbindung mit dem Empfänger. Damit diese drei Anschlüsse nicht verwechselt werden, sind sie auf dem Deckel des ZUP mit „Sender", „Meßobjekt" und „Empfänger" bezeichnet.

Als Empfänger kann ein beliebiger, gut geschirmter, geeichter oder ungeeichter Meßempfänger verwendet werden. Sein Eingangswiderstand ist ohne Belang, da der Innenwiderstand R_i des ZUP in allen drei Schalterstellungen („Vorlauf", „Interferenz" und „Rücklauf") 100 Ω beträgt. Der Meßaufbau richtet sich danach, ob man einen geeichten oder ungeeichten Empfänger verwendet (Abschn. 4.1.1. und 4.1.2.).

4.1.1. Meßaufbau bei Verwendung eines geeichten Empfängers

Die Verbindungen vom ZUP zu Meßsender, Meßobjekt und Empfänger müssen mit koaxialen Kabeln hergestellt werden. Das Verbindungskabel zwischen ZUP und Meßobjekt muß den gleichen Wellenwiderstand (50, 60 bzw. 75 Ω) wie der Durchgangsteil des ZUP aufweisen. Für die Verbindung zwischen Meßsender und ZUP soll das Kabel möglichst ebenfalls wellenwiderstandsrichtig sein, während für die Verbindung vom ZUP zum Empfänger der Wellenwiderstand des Kabels keine Rolle spielt.

Um Schwankungen der Meßfrequenz, die sich als Folge von Laständerungen ergeben können, zu vermeiden, schaltet man ein 10-db-Dämpfungsglied zwischen Meßsender und Reflektometer. Wir empfehlen hierzu unsere Type DPF (0...4000 MHz) BN 18061/50 (Z = 50 Ω) und BN 18061/60 (Z = 60 Ω).

+) Als geeignete Meßsender empfehlen wir folgende Typen aus unserem Fertigungsprogramm:

Leistungsmeßsender Type SMLR (100 kHz...30 MHz)	BN 41001
Leistungsmeßsender Type SMLM (30...300 MHz)	BN 4105
VHF-Meßsender Type SLSV (25...470 MHz)	BN 41002
UHF-Meßsender Type SDR (300...1000 MHz)	BN 41022/50

4.1.2. Meßaufbau bei Verwendung eines nicht geeichten Empfängers

Ist der Empfänger nicht geeicht, so ist zusätzlich eine Eichleitung +) erforderlich.
Die Verbindungen der einzelnen Geräte untereinander müssen wie unter 4.1.1. hergestellt werden.
Die Eichleitung kann entweder
a) zwischen Sender und Reflektometer oder
b) zwischen Reflektometer und Empfänger geschaltet werden.

Bei Anschluß der Eichleitung nach b) sollte, ebenso wie unter 4.1.1., ein 10-db-Dämpfungsglied zwischen Sender und Reflektometer geschaltet werden. Schließt man nach a) an, so kann das 10-db-Dämpfungsglied durch eine Grunddämpfung von 10 db in der Eichleitung ersetzt werden. Die Anschlußart nach a) ist deshalb im allgemeinen vorzuziehen. In diesem Fall muß für die Verbindung von der Eichleitung zum ZUP ein wellenwiderstandsrichtiges Kabel verwendet werden.

Auf die Eichleitung kann man verzichten, wenn der Meßsender mit einem entsprechenden Ausgangsteiler ausgerüstet ist.

4.2. Messen

4.2.1. Messen mit geeichtem Meßempfänger

Das Reflektometer wird nach Abschn. 4.1.1. mit den übrigen Geräten des Meßaufbaues verbunden.

4.2.1.1. Messen des Reflexionsfaktors

Der Betriebsartenschalter wird auf „Rücklauf" gestellt und die Spannung am Meßempfänger abgelesen; dann wird auf „Vorlauf" umgeschaltet und wieder abgelesen. Der Quotient aus beiden Spannungen liefert den Betrag

+) Wir empfehlen hierzu folgende Typen aus unserem Fertigungsprogramm:
Unsymmetrische VHF-Eichleitung Type DPR (0...300 MHz)
BN 18042/50, BN 18042/60, BN 18042/75
Unsymmetrische UHF-Eichleitung Type DPU (0...1500 MHz, mit eingeschränkter Fehlergrenze bis 2000 MHz) BN 18043/50, BN 18043/60, BN 18043/75
Unsymmetrische UHF-Eichleitung Type DPU (0...3000 MHz)
BN 18044/50, BN 18044/60
Die Zahl hinter dem Schrägstrich der Bestell-Nr. gibt den Wellenwiderstand an.

des Reflexionsfaktors

$$|\underline{r}| = |U_r/U_o| .$$

Eine von der Meßfrequenz abhängige Korrektur, wie in Abschn. 4.2.1.2., ist bei der Reflexionsfaktormessung nicht vorzunehmen.

4.2.1.2. Messen des Interferenzquotienten

Der Betriebsartenschalter wird zuerst auf „Interferenz" und anschließend auf „Vorlauf" gestellt, die dazugehörigen Spannungswerte jeweils abgelesen und zueinander ins Verhältnis gesetzt. Der sich ergebende Wert muß noch mit dem Faktor 2 multipliziert werden, da beim Zusammenschalten der Richtkoppler die ausgekoppelte Spannung auf den halben Wert herabgesetzt wird. Dieser mit 2 multiplizierte Spannungsquotient ist zugleich der Interferenzquotient

$$|1+\underline{r}| = 2 \cdot |U_i/U_o| ,$$

der zur Impedanz- bzw. Admittanzbestimmung (Abschn. 4.2.1.3.) in das Diagramm Bild 2 eingetragen wird. Ist die Meßfrequenz > 200 MHz, so muß entweder der gemessene Wert U_i oder der Quotientwert $2 \cdot U_i/U_o$ vor der Eintragung in das Diagramm nach Bild 5 korrigiert werden. Es ist dann

$$|1+\underline{r}| = 2 \cdot k \cdot |U_i/U_o| .$$

4.2.1.3. Bestimmung der Impedanz (Scheinwiderstand) oder Admittanz (Scheinleitwert) aus Reflexionsfaktor und Interferenzquotient

Das Smith-Diagramm Bild 2 ist eine konforme Abbildung der Ebene des komplexen Reflexionsfaktors und kann daher in einfacher Weise zur Auswertung der gemessenen Quotienten verwendet werden. Dem Reflexionsfaktor entspricht ein Kreis um den Mittelpunkt $R/Z_o = 1$. Den Radius n_1 dieses Kreises erhält man durch Multiplikation des Diagrammradius n_o mit dem gemessenen Reflexionsfaktor $|\underline{r}| = |U_r/U_o|$; n_1 kann Werte annehmen, die zwischen 0 und n_o liegen.

Zur Bestimmung des Phasenwinkels muß zusätzlich ein Kreisbogen mit dem Radius n_2 um den Punkt $R/Z_o = 0$ geschlagen werden. n_2 ist das Produkt aus dem Diagrammradius n_0 und dem Interferenzquotienten $|1+\underline{r}| = 2 \cdot |U_1/U_o|$, das Werte von 0 bis 2 annehmen kann. Als Schnittpunkte der beiden Kreise n_1 und n_2 ergeben sich die Punkte A und B, die zwei zueinander konjugiert komplexe Impedanzwerte darstellen.

Nun muß noch festgestellt werden, welcher der beiden Punkte gilt. Man schaltet zu diesem Zweck ein kurzes, koaxiales Leitungsstück, z.B. ein koaxiales Kabel, dessen Wellenwiderstand mit dem des ZUP identisch und dessen elektrische Länge $l_Z < \frac{\lambda_o}{4}$ ist, zwischen ZUP und Meßobjekt und mißt erneut den Interferenzquotienten. Multipliziert man mit diesem den Diagrammradius n_0, so erhält man einen Kreisbogen mit dem Radius n'_2 und damit zwei weitere Schnittpunkte C und D mit dem n_1-Kreis. Dreht man nun diese beiden neu gewonnen Punkte um die elektrische Länge l_Z des koaxialen Zwischenstückes in Richtung auf den Verbraucher gegen den Uhrzeigersinn, so entfernt sich einer der neuen Punkte (D) vom vorherigen Meßpunkt (B), während sich der andere neue Punkt (C) dann mit dem anderen Meßpunkt (A) deckt. Dieser Meßpunkt stellt die gesuchte Impedanz bzw. Admittanz dar +).

Bei Admittanzmessungen werden die Kreise mit den Radien n_2 und n'_2 um den Punkt $\frac{R}{Z_o} = \infty$ geschlagen. Im übrigen ist das Identifizierungsverfahren dasselbe.

Der als gültig erkannte Punkt A bedarf jedoch noch einer Korrektur, da sich der durch diesen Punkt dargestellte Impedanzwert auf die Mitte zwischen den beiden Richtkopplern bezieht. Zwischen diesem Ort und dem Koaxialausgang liegt die elektrische Länge $l_e = 132{,}5$ mm. Um den auf den Koaxialausgang bezogenen Impedanz- bzw. Admittanzwert zu erhalten, muß der Punkt A auf dem Kreis n_1 um den dem Verhältnis l_e/λ entsprechenden Winkel gegen den Uhrzeigersinn verschoben werden. Abschnitt 4.2.1.4. erläutert den Vorgang der Impedanzmessung nochmals an einem Meßbeispiel.

+) Verfahren nach H. Siebecker

4.2.1.4. Meßbeispiel

(hierzu Bild 2)

Meßfrequenz f 67 MHz

Elektrische Länge des bei der Messung verwendeten koaxialen Zwischenstückes l_Z 33,5 cm

Gemessener Reflexionsfaktor

$$|\underline{r}| = \left|\frac{U_r}{U_o}\right| \approx 0{,}32.$$

Um den Diagramm-Mittelpunkt wird ein Kreis mit dem Radius

$$n_1 = n_o \cdot 0{,}32$$

$$= 3{,}2 \text{ cm}$$

gezeichnet.

Gemessener Interferenzquotient

$$|1+\underline{r}| = 2 \cdot \left|\frac{U_i}{U_o}\right| = 0{,}875.$$

Eine Korrektur nach Bild 5 ist nicht erforderlich, da f < 200 MHz. Wird als Ergebnis die Impedanz gewünscht, so zeichnet man in das Diagramm einen Kreisbogen mit dem Radius

$$n_2 = n_o \cdot 0{,}875$$

$$= 8{,}75 \text{ cm}$$

um den Punkt $R/Z_o = 0$.

Wird als Ergebnis die entsprechende Admittanz gewünscht, so zeichnet man denselben Kreisbogen, jedoch mit $R/Z_o = \infty$ als Mittelpunkt. Die Schnittpunkte der beiden Kreise sind A und B.

Um zu ermitteln, welcher der beiden Punkte gilt, wird das koaxiale Zwischenstück mit der elektrischen Länge $l_Z = 33{,}5$ cm zwischen ZUP und Meßobjekt eingefügt und der Interferenzquotient erneut gemessen. Das Ergebnis sei in diesem Beispiel

$$\left|1+\underline{r}\right| = 2 \cdot \left|\frac{U_i}{U_o}\right| = 1{,}15$$

Das ergibt einen Kreisbogen um $R/Z_o = 0$ mit dem Radius

$$n'_2 = n_0 \cdot 1{,}15 = 11{,}5 \text{ cm}$$

und die beiden neuen Schnittpunkte C und D. Nun müssen diese beiden Punkte um l_Z/λ vor, d.h. gegen den Uhrzeigersinn gedreht werden. Dazu verfährt man folgendermaßen:

a) vom Diagramm-Mittelpunkt $R/Z_o = 1$ zieht man je eine Gerade durch die Punkte C und D bis zum Diagrammrand (Skale $1/\lambda$).

b) Man errechnet den Wert l_Z/λ_o. In diesem Beispiel ist $l_Z = 33{,}5$ cm und $f = 67$ MHz

$$\lambda_o = \frac{3 \cdot 10^8}{67 \cdot 10^6} = 4{,}48 \text{ m}$$

$$\frac{l_Z}{\lambda_o} = \frac{0{,}335}{4{,}48} = 0{,}075$$

c) Die Gerade durch den Punkt C endet bei $1/\lambda_o = 0{,}346$, die durch den Punkt D bei 0,154. Die Transformation muß gegen den Uhrzeigersinn erfolgen, daher ist der Wert 0,075 zu addieren. Das ergibt für

Punkt C $0{,}346 + 0{,}075 = 0{,}421$
Punkt D $0{,}154 + 0{,}075 = 0{,}229$

d) Von diesen Werten zieht man je eine Gerade zum Diagramm-Mittelpunkt.

Durch diese Drehung ist der Punkt D von B weg an die Stelle D' gewandert, während sich Punkt C nunmehr mit Punkt A deckt. Punkt A ist also der gültige Wert und die Impedanz induktiv.

Die durch den Punkt A dargestellte Impedanz gilt für die Mitte zwischen den beiden Richtkopplern. Zur Ermittlung der Impedanz am Koaxialausgang zum Meßobjekt muß die elektrische Länge von $l_e = 13{,}25$ cm berücksichtigt, d.h. der Punkt A entsprechend weiter gegen den Uhrzeigersinn gedreht werden. Es ist

$$\frac{l_e}{\lambda_o} = \frac{0{,}1325}{4{,}48}$$

$$\approx 0{,}03$$

Der l/λ_o-Wert für den Punkt A, der nach obiger Korrektur mit dem Punkt C identisch ist, war 0,421. Dazu wird 0,03 addiert und es ergibt sich ein

$$\frac{l}{\lambda_o} = 0{,}421 + 0{,}03 = 0{,}451$$

Zieht man eine Gerade von diesem Wert zum Diagramm-Mittelpunkt, so erhält man einen neuen Schnittpunkt A' mit dem n_1-Kreis. Dieser Schnittpunkt ist der endgültige Impedanzwert. Dieses Meßverfahren eignet sich nicht für eine genaue, sondern nur für eine überschlägige Impedanzbestimmung, weil besonders bei hohen Frequenzen und flachem Schnitt der Kreisbögen ein erheblicher Fehler auftreten kann.

4.2.2. Messen mit ungeeichtem Empfänger und Eichleitung

Das Reflektometer wird nach Abschn. 4.1.2. mit den übrigen Geräten des Meßaufbaues verbunden.

4.2.2.1. Messen des Reflexionsfaktors

An der Eichleitung wird zweckmäßig eine Grunddämpfung von 10 db eingestellt, der Betriebsartenschalter in die Stellung „Rücklauf" gebracht und der Ausschlag am ungeeichten Empfänger abgelesen. Dann schaltet man auf „Vorlauf", nachdem man vorsichtshalber, um eine Übersteuerung des Empfängers zu vermeiden, die Dämpfung der Eichleitung um etwa 50 db erhöht hat. Hierauf schaltet man die Dämpfung langsam so weit zurück, bis am Empfänger wieder derselbe Ausschlag wie vorher entsteht. Die Differenz zwischen Grunddämpfung und dem letzten eingestellten Wert der Eichleitung liefert den Quotienten U_r/U_o in Dezibel oder Neper (a_r).

4.2.2. Messung des Interferenzquotienten

Zu Beginn der Messung stellt man die Grunddämpfung der Eichleitung zweckmäßig wieder auf 10 db. Man schaltet zunächst das Reflektometer auf „Interferenz", liest ab und schaltet dann, nach Erhöhung der Eichleitungsdämpfung um etwa 50 db, auf Vorlauf. Dann wird an der Eichleitung die Dämpfung wieder so eingestellt, daß sich der vorher abgelesene Wert ergibt. Die Differenz aus letzteingestellter Dämpfung und Grunddämpfung ergibt den Quotienten U_i/U_o in Dezibel oder Neper (a_i). Um den Faktor 2 (Abschnitt 4.2.1.2.) zu berücksichtigen, müssen von a_i 6 db bzw. 0,69 N subtrahiert werden. Bei Frequenzen > 200 MHz ist außerdem noch der Korrekturfaktor a'_i aus Bild 5 in db bzw. N zu subtrahieren. Man erhält so die wirkliche Dämpfung $(a_i - a'_i - 6)$ in db bzw. $(a_i - a'_i - 0{,}69)$ in N.

4.2.2.3. Beispiel zur Messung einer Impedanz mittels Eichleitung

Bei der Bestimmung des Reflexionsfaktors wurde eine Dämpfung a_r = 9,88 db gemessen. Dann ist der Radius (Bild 2)

$$n_1 = n_0 \cdot 10^{-a_r/20}$$

$$= n_0 \cdot 10^{-9{,}88/20}$$

$$= n_0 \cdot 0{,}32$$

$$= 3{,}2 \text{ cm}$$

Bei Angabe der Dämpfung in Neper ist

$$n_1 = n_0 \cdot e^{-a_r}$$

Bei der Messung des Interferenzquotienten ergab sich eine Dämpfung von $a_i = 7{,}15$ db. Dann ist der Radius

$$n_2 = n_0 \cdot 10^{-\frac{a_i - a'_i - 6}{20}}$$

oder, wenn die Dämpfung in Neper gegeben ist,

$$n_2 = n_0 \cdot e^{-(a_i - a'_i - 0{,}69)}$$

a'_i ist in diesem Fall gleich 0, da $f < 200$ MHz ist.

Es ist also

$$n_2 = n_0 \cdot 0{,}875$$

$$= 8{,}75 \text{ cm}$$

Man erhält so wieder den Kreis n_1 und den Kreisbogen n_2 sowie die Schnittpunkte A und B. Die zweite Messung des Interferenzquotienten nach Einfügen des koaxialen Zwischenstückes mit der elektrischen Länge $l_Z = 33{,}5$ cm ergibt in diesem Beispiel $a_i = 4{,}79$ db. Daraus errechnet sich der Kreisbogen n'_2 zu

$$n'_2 = n_0 \cdot 10^{-\frac{4{,}79 - 6}{20}}$$

$$= n_0 \cdot 1{,}15$$

$$= 11{,}5 \text{ cm}$$

C und D sind wieder die beiden Schnittpunkte des n'_2-Kreises mit dem n_1-Kreis. Die Drehung dieser Punkte zum Auffinden des gültigen Meßpunktes (A) und dessen Korrektur erfolgt wie unter 4.2.1.4.

5. Auskoppeldämpfung und Empfindlichkeit

Die obere Frequenzgrenze des Reflektometers liegt durch die Dimensionen der Richtkoppler bzw. durch deren abfallendes Richtverhältnis fest. Man muß deshalb bei f = 600 MHz bereits mit 0,4 % Eigenfehler der Richtkoppler rechnen, zu denen noch ein kleiner Transformationsfehler im Schalter kommt. Dadurch ergibt sich der im Abschnitt 1 angegebene Wert.

Nach tieferen Frequenzen zu ist der Verwendbarkeit des Reflektometers keine scharfe Grenze gesetzt, d.h., sobald die Senderleistung und die Empfängerempfindlichkeit nicht mehr ausreichen, um den zur Messung nötigen Störabstand am Empfänger von mindestens 6...10 db für die Rücklaufspannung zu gewährleisten, ist eine Messung nicht mehr möglich. Auch sinkt die Richtdämpfung unterhalb 30 MHz langsam ab, was in den Fehlergrenzen (Abschnitt 1) zum Ausdruck kommt.

In Bild 3 und Bild 4 sind die wesentlichsten Grenzwerte des Reflektometers zusammengestellt. So zeigt Bild 3 den Verlauf der Auskoppel- und Richtdämpfung abhängig von der Frequenz. Die Auskoppeldämpfung ist das logarithmische Verhältnis der Vorlaufspannung im Meßkoaxial und der dem Empfänger zugeführten Meßspannung. Will man wissen, welche Vorlaufspannung U_o man am Meßkoaxial zur Verfügung haben muß, um mit einem Empfänger der Empfindlichkeit U_E [V] (für etwa 10 db Störabstand) eine Reflexion r noch messen zu können, so addiere man die frequenzabhängige Auskoppeldämpfung a_A (f) [db] zu der sich aus r ergebenden Rücklaufdämpfung a_R

$$a_R = 20 \cdot \lg \frac{U_o}{U_r} = 20 \cdot \lg 1/r \ [db]$$

und multipliziere U_E mit dem sich aus a_A (f) + a_R [db] ergebenden Spannungsverhältnis

$$U_o \ [V] = U_E \ [V] \cdot 10^{\frac{a_A (f) + a_R}{20}}$$

Diese Berechnung wurde für 2 Beispiele, r = 0,01 und r = 0,03 durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Bild 4 eingetragen. Als Empfindlichkeit wurde U_E = 1 µV angenommen.

Wie man sieht, ist unter der Voraussetzung genügend empfindlicher und gut geschirmter Empfänger auch noch bei f = 10 MHz eine einwandfreie Messung möglich.

Andererseits läßt sich aus derselben Kurve entnehmen, daß im VHF-Bereich bereits Vorlaufspannungen von einigen mV genügen, um meßbare Spannungen am Ausgang zum Empfänger zu erhalten. Dieser Umstand ist besonders wesentlich für die Untersuchung der Anpassung empfindlicher Empfänger (z.B. Kristallmischstufen).

6. Maximal zulässige Durchgangsleistung

Die maximal zulässige Durchgangsleistung ist durch die Belastbarkeit der Richtsysteme und durch die in den Isolierstützen entstehende Verlustwärme gegeben.

Die Belastung der genau abgeglichenen Richtsysteme bzw. der sich in diesen befindenden ohmschen Widerstände ist von der Durchgangsleistung und von der Auskoppeldämpfung abhängig. Da die Auskoppeldämpfung ihrerseits von der Frequenz abhängt (Bild 3), ist auch die maximal zulässige Durchgangsleistung eine Fuktion der Frequenz.

Nimmt die Auskoppeldämpfung Werte etwa > 40 db an, das ist bei f ≈ 70 MHz der Fall, so tritt die Belastung der Richtsysteme gegenüber der in den Isolierstützen des Meßkopfes und der Dezifix-Verbindungen auftretenden Verlustwärme in den Hintergrund.

In Bild 4 stellt die mit N bezeichnete Kurve die maximal zulässige Durchgangsleistung dar. Über dieser Kurve liegende Werte sind nicht mehr zulässig. Aus dieser Darstellung ist zu entnehmen, daß bei Frequenzen unter 70 MHz eine Durchgangsleistung von 300 W nicht überschritten werden soll und daß bei f = 500 MHz die Grenze bereits bei 7 W liegt.

7. Umrüsten auf andere Steckersysteme

Die drei am Gerät vorhandenen Dezifix-Anschlüsse lassen sich auf einfache Weise für andere Anschlußsysteme umrüsten. Hierzu schraubt man die Endstücke des Außen- und Innenleiters ab und ersetzt diese beiden Teile durch die entsprechenden des gewünschten Systems. Zum Abschrauben des Außenleiters ist ein Spezialschlüssel lieferbar, der unter der Sachnummer FZM 10900 bestellt werden kann. Der Innenleiter läßt sich mit einem passenden Schraubenzieher abschrauben.

In nachstehender Tabelle sind diejenigen Steckersysteme aufgeführt, für die von ROHDE & SCHWARZ Umrüstsätze geliefert werden können. Die in der Tabelle angegebenen Sachnummern sind zugleich Bestellnummern, die für einen kompletten Umrüstsatz, d.h. für einen Außen- und einen Innenleiter gelten.

Bei Verwendung eines Umrüstsatzes ist mit einem etwas höheren Eigenreflexionsfaktor zu rechnen, da keines der anderen Steckersysteme den geringen Reflexionsfaktor der Dezifix-Verbindung erreicht. Ebenso kann sich die in Abschn. 4.2.1.3. mit 135 mm angegebene elektrische Länge um 1 bis 2 cm ändern.

Lieferbare Umrüstsätze

Gewünschtes Anschlußsystem am Gerät	Z [Ω]	Bestellnummer des Umrüstsatzes
UHF-Buchse (Small Single) (MIL)	50	FHD 10900/50
UHF-Stecker (Small Single) (MIL)	50	FHS 10900/50
N - Buchse (MIL)	50	FHD 20900/50
N - Stecker (MIL)	50	FHS 20900/50
N - Buchse (MIL)	75	FHD 20900/75
N - Stecker (MIL)	75	FHS 20900/75
C - Buchse (MIL)	50	FHD 30900/50
C - Stecker (MIL)	50	FHS 30900/50
BNC - Buchse (MIL)	50	FHD 40900/50
BNC - Stecker (MIL)	50	FHS 40900/50
HF - Buchse 4,1 /9,5	50	FID 20900/50
HF - Stecker 4,1 /9,5	50	FIS 20900/50
HF - Buchse 7/16	50	FID 40900/50
HF - Stecker 7/16	50	FIS 40900/50
HF - Buchse 3,5/9,5 DIN 47281	60	FID 20900/60
HF - Stecker 3,5/9,5 DIN 47281	60	FIS 20900/60
HF - Buchse 6/16 DIN 47282	60	FID 40900/60
HF - Stecker 6/16 DIN 47282	60	FIS 40900/60
General-Radio-Anschluß 874	50	FLA 20900/50
Marconi-Anschluß H 4	50	FLB 20900/50

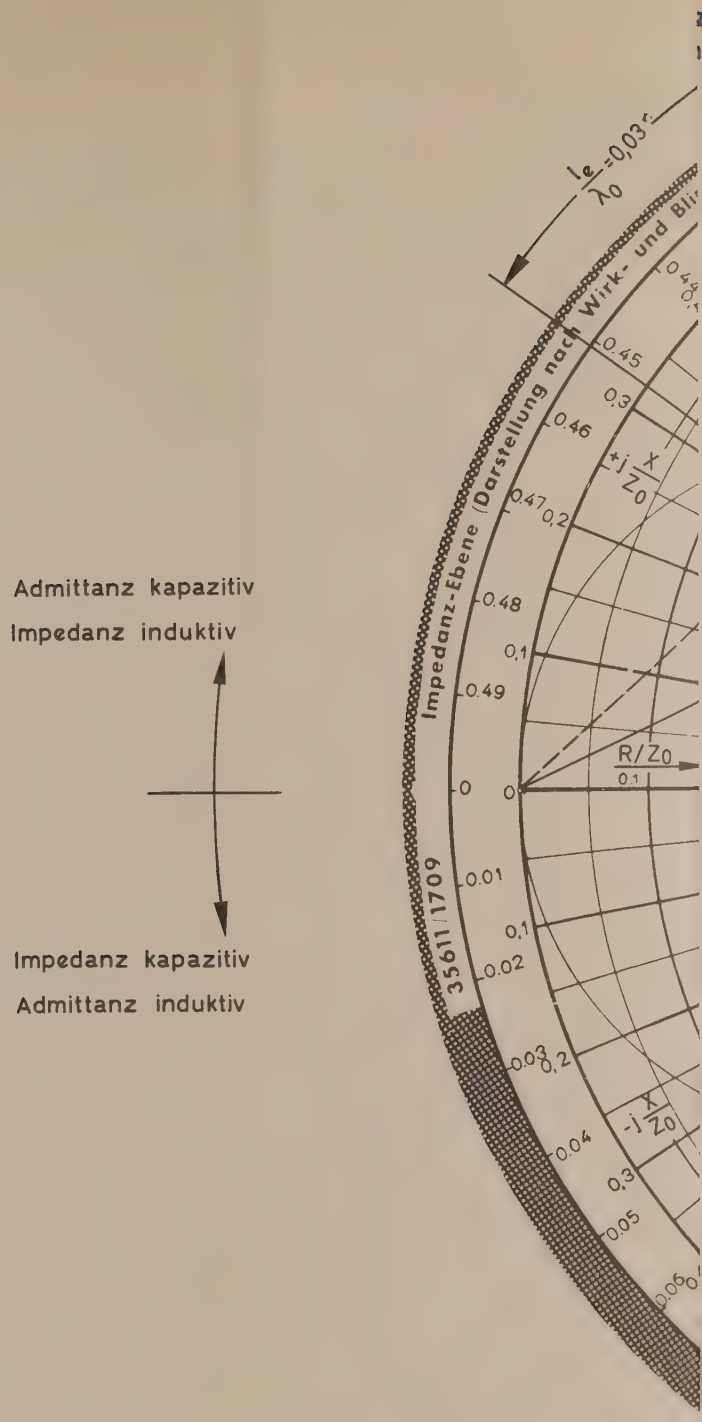
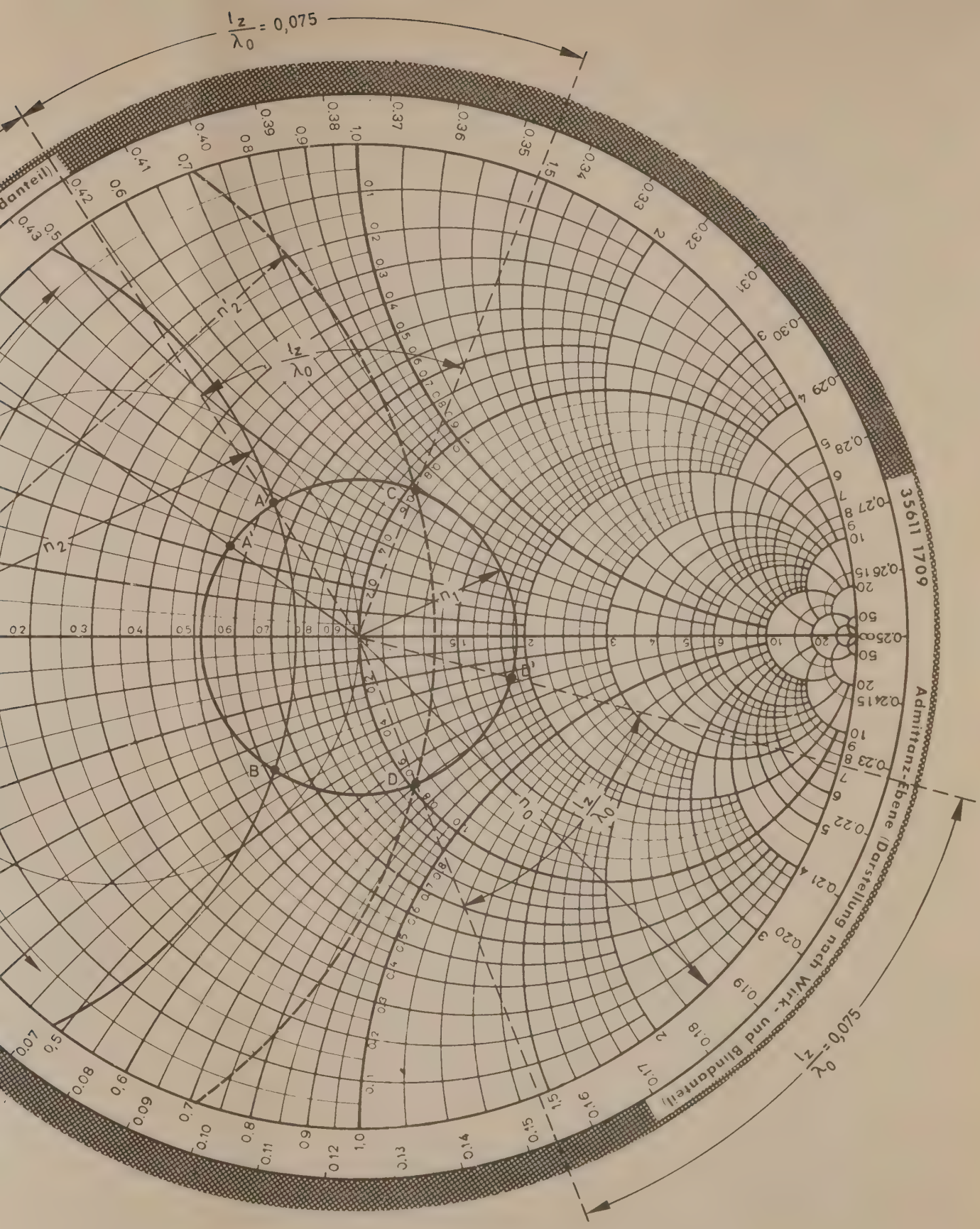


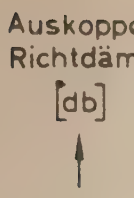
Bild 2. Smith-Diagra

$|U_r / U_0| = |\underline{r}|$



mm mit Beispiel für die Übertragung der gemessenen Spannungsverhältnisse
und $2\,|U_i / U_0| = |1 + \underline{r}|$

Bild 2



0369
23

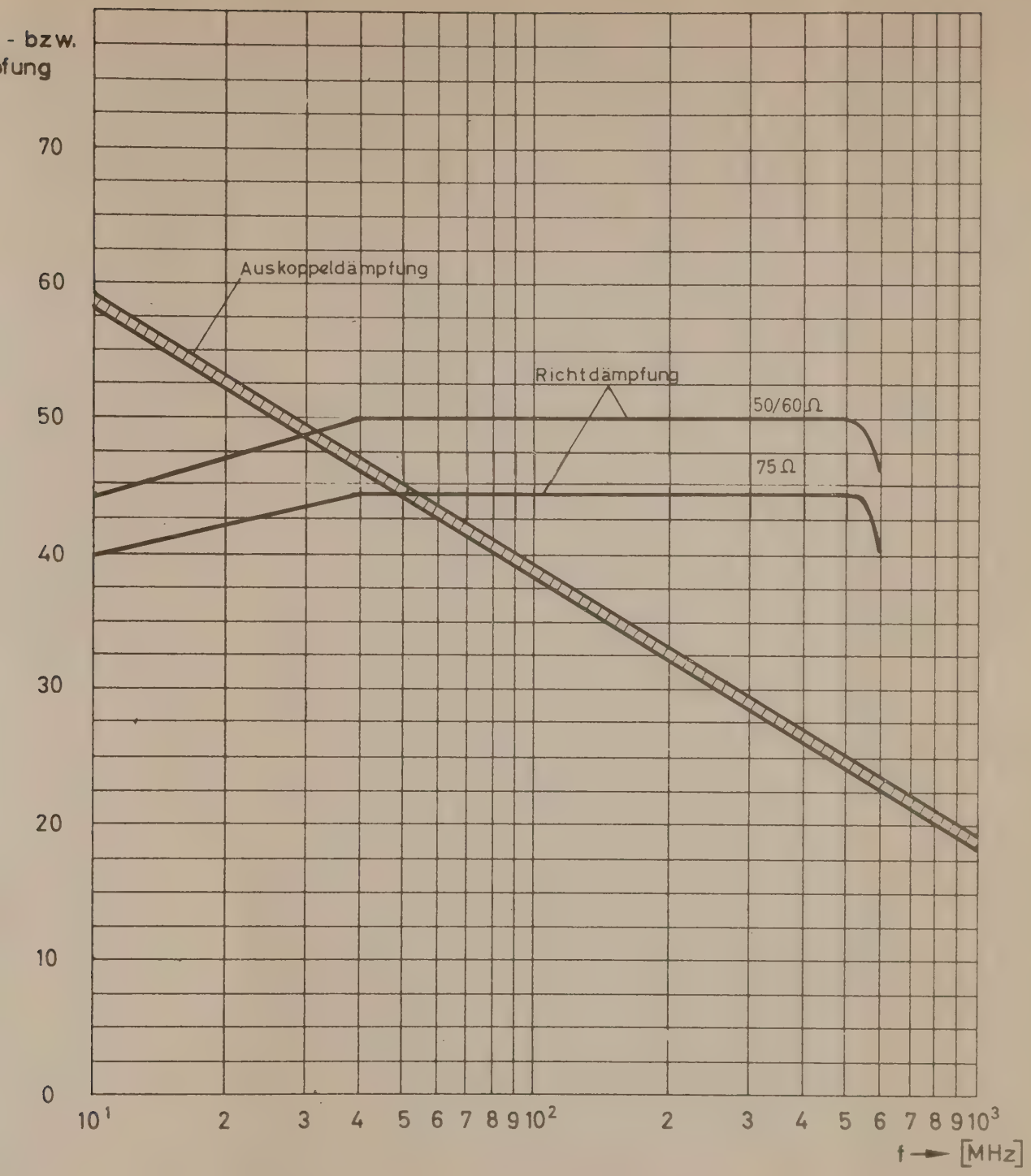


Bild 3 Auskoppeldämpfung in Abhängigkeit von der Frequenz

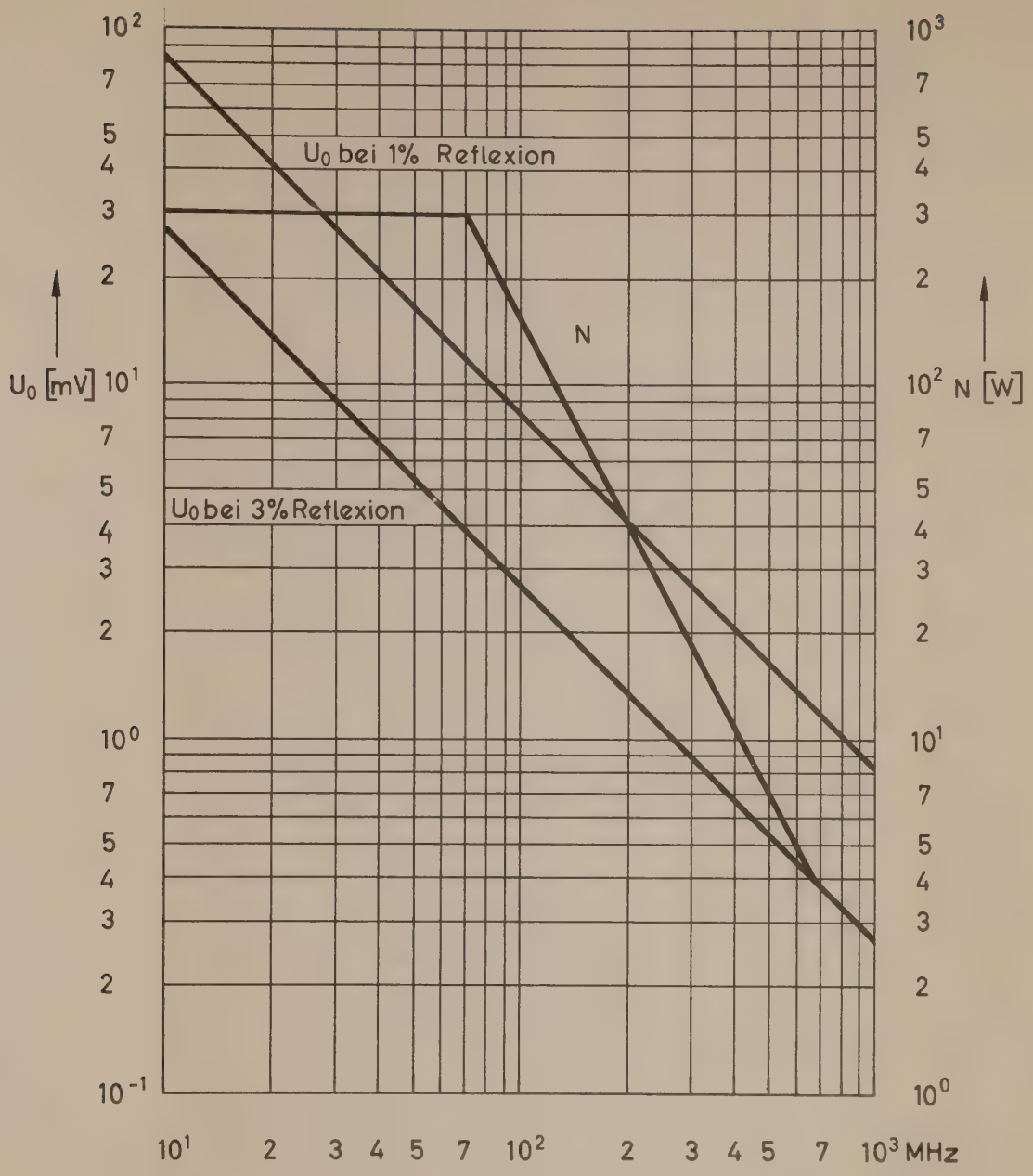


Bild 4. Empfohlene Vorlaufspannung U_0 am Meßkoaxial als Funktion der Frequenz für $|\underline{r}| = 0{,}01$ und $|\underline{r}| = 0{,}03$ bei einer Empfängerempfindlichkeit von $U_E = 1\,\mu V$ (Abschn. 5.) und maximal zulässige Durchgangsleistung N ebenfalls als Funktion der Frequenz (Abschnitt 6.)

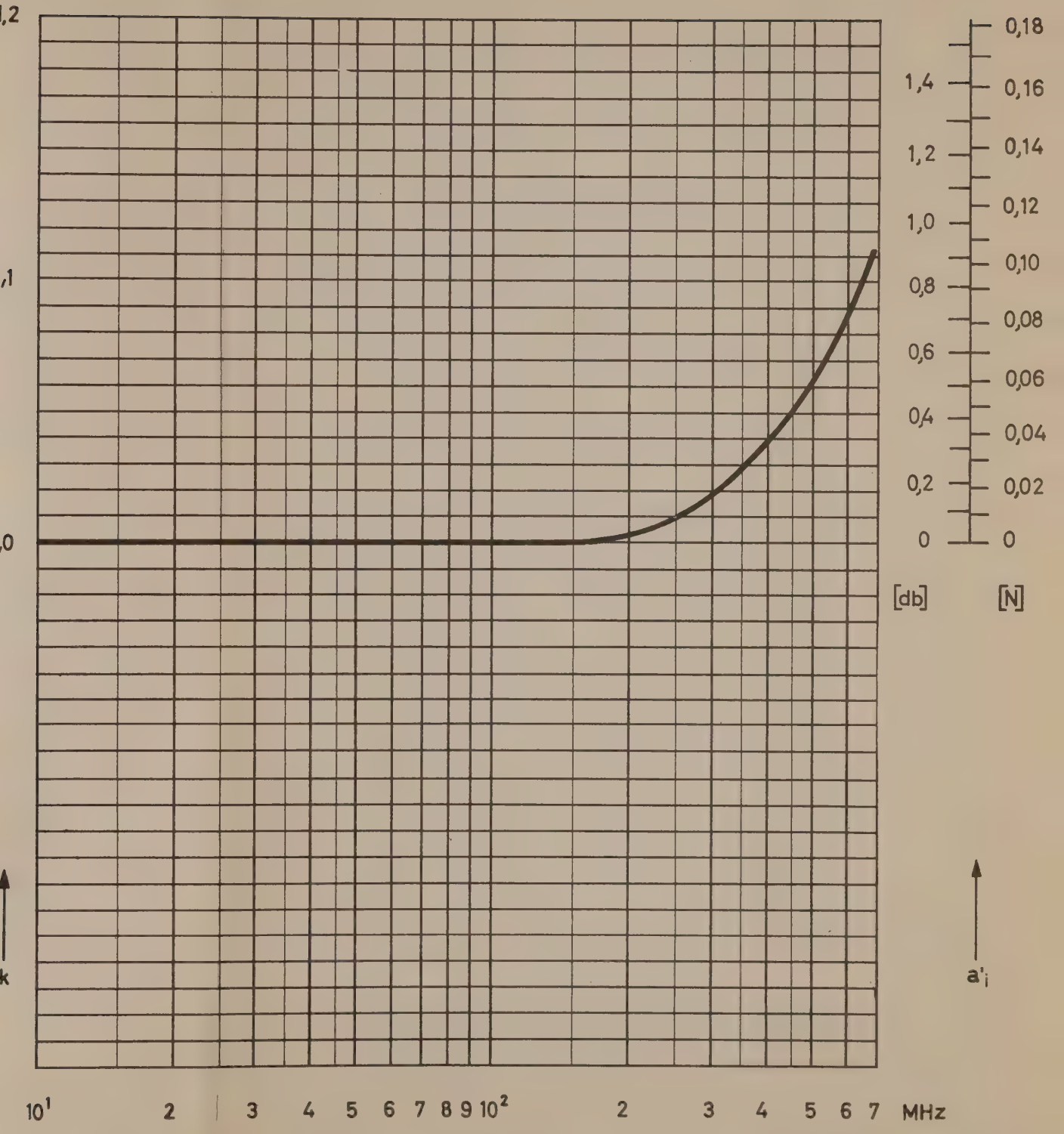


Bild 5. Korrekturfaktor k bzw. a'i abhängig von der Frequenz

Instruction Book

REFLECTOMETER

Type ZUP

BN 3569/50 BN 3569/60 BN 3569/75

10... 600 MHz

Note: Always quote the Type and Order Number (BN) in addition to the Serial Number (FNr.) of the set when asking for technical information and, in particular, when ordering repair parts.

Edition R 10369/965 d/e

Printed in Western Germany

Table of Contents

1. Specifications 31

2. Uses 32

3. Description 32

4. Operating Instructions 35

4.1 Test Setup 35
4.1.1 Test Setup with Calibrated Receiver 35
4.1.2 Test Setup with Uncalibrated Receiver 36

4.2 Measurements 36
4.2.1 Measurement Using a Calibrated Test Receiver 36
4.2.1.1 Measuring the Reflection Coefficient 36
4.2.1.2 Measuring the "Interference Quotient" 37
4.2.1.3 Determination of Impedance or Admittance from the Reflection Coefficient and the Interference Quotient 37
4.2.1.4 Example. 39
4.2.2 Measurements Using an Uncalibrated Receiver and an Attenuator Box 41
4.2.2.1 Measuring the Reflection Coefficient 41
4.2.2.2 Measuring the Interference Quotient 41
4.2.2.3 Example of an Impedance Measurement Using an Attenuator Box. 42

5. Coupling Attenuation and Sensitivity 43

6. Maximum Permissible Power 44

7. Adaptation to Other Connector Systems 44

1. Specifications

Frequency range . . . . . 10 to 600 MHz

Measurement range of reflection coefficient . . . . . 0.005 to 1

Accuracy of reflection coefficient (see Fig. 3)

in the range 10 to 40 MHz

for model BN 3569/50 . . . . . ±(0.007+0.05 r)
3569/60 . . . . . ±(0.007+0.05 r)
3569/75 . . . . . ±(0.01 +0.05 r)

in the range 40 to 500 MHz

for model BN 3569/50 . . . . . ±(0.003+0.05 r)
3569/60 . . . . . ±(0.003+0.05 r)
3569/75 . . . . . ±(0.006+0.05 r)

in the range 500 to 600 MHz

for model BN 3569/50 . . . . . ±(0.005+0.05 r)
3569/60 . . . . . ±(0.005+0.05 r)
3569/75 . . . . . ±(0.01 +0.05 r)

Characteristic impedance Z_o

for model BN 3569/60 . . . . . 50 Ω
3569/60 . . . . . 60 Ω
3569/75 . . . . . 75 Ω

Connectors . . . . . 3 R&S connectors Dezifix B, adaptable to other connector systems, see page 16

Dimensions . . . . . 220 x 100 x 110 mm

Weight . . . . . 1.6 kg

2. Uses

Directional couplers are preferably used for reflection-coefficient measurements or for matching loads to coaxial cables. A distinction must be made between wattmeters and matching indicators on the one hand, and reflectometers on the other. Wattmeters and matching indicators, such as our Types NAK, NAU and NAD, operate as self-contained units with an accuracy of approximately 10 % of f.s.d. They are principly intended for monitoring purposes. Reflectometers, on the other hand, are designed for precision measurements. With small reflection coefficients, the error of reflection coefficient is less than 0.3 %. It is necessary to use a sensitive test receiver in addition to a signal generator when operating the reflectometer. The reflection-coefficient accuracy of Reflectometer Type ZUP surpasses the accuracy of the majority of test gear by a factor of 10 and makes type ZUP particularly suitable for use in research and development. Owing to its compact design and robust construction it is likewise used to advantage in routine checks provided a suitable test receiver is available.

Besides the measurement of the magnitude of the reflection coefficient, Type ZUP also allows an approximate determination of the phase of the reflection coefficient and consequently of the impedance. For the appropriate test procedure see section 4.2.1.3.

3. Description (see circuit diagram, page 6)

A coaxial line section with two high-precision directional couplers as well as the selector switch are accommodated in a cast-steel cabinet. Both directional couplers are equally sensitive and deliver voltages proportional to the incident and reflected waves respectively.

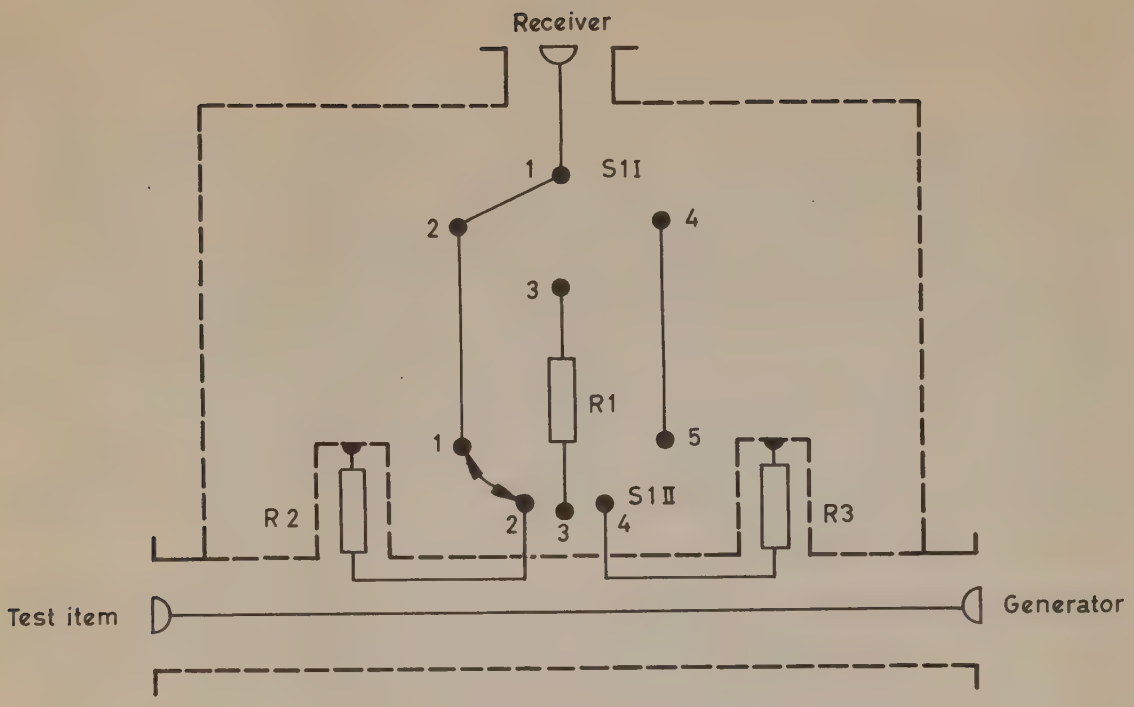
The selector switch permits the incident-wave voltage E_i, the reflected-wave voltage E_r and the interference voltage E, obtained when the reflected-wave voltage is superimposed on the incident-wave voltage, to be brought out alternatively. The ratio $|E_r/E_i|$ yields the magnitude of the reflection coefficient $|\underline{r}|$. The ratio $|E/E_i|$ gives $|1+\underline{r}|$, the sum voltage referred to E_i. If these two ratios are taken as the radii of two circles

on the Smith chart, then two conjugate complex impedances are determined by the points of intersection of the two circles. By means of a second measurement, where a length of coaxial cable is connected between the object to be measured and the reflectometer, it can be determined which of the two impedance values is the correct one. For the appropriate test procedure see section 4.2.1.3. It should be noted, however, that the involved error may assume considerable values, in particular at high frequencies and if the intersection of the arcs to be traced on the Smith chart is flat. This test procedure is therefore only suitable for approximate impedance determination.

If the test receiver used is calibrated, the voltage ratio can be measured directly (section 4.2.1); otherwise an attenuator box is used, the ratios being expressed in nepers or decibels (section 4.2.2).

The following Types are suitable as calibrated test receivers:

Selective Microvoltmeter	Type USVH (to 30 MHz)
Selektomat	Type USWV (30 to 400 MHz)
UHF Test Receiver	Type USVD (280 to 940 MHz)



	S1 I				S1 II				
Switch position	1	2	3	4	1	2	3	4	5
Incid. wave	●	●			●	●			
Incid. + refl.	●		●			●	●	●	
Refl. wave	●			●				●	●

● = Contacts closed

Fig.1 Circuit diagram of the Reflectometer Type ZUP

Ref. No.	Designation	Ratings	R&S Stock No.
R1	Resistor, depos. carbon	50 Ω ±1%/0.08 w	WFK 511/50/1/0,08
R2	Resistor, depos. carbon	100 Ω ±1%/0.08 w	WFK 511/100/1/0,08
R3	Resistor, depos. carbon	100 Ω ±1%/0.08 w	WFK 511/100/1/0,08

Table of replaceable parts for the Reflectometer Type ZUP

4. Operating Instructions

4.1 Test Setup

Connect the Reflectometer as insertion unit between a suitable signal generator [+)] and load under test. For this purpose, the Reflectometer is provided with two adaptable precision Dezifix connectors. A third adaptable precision Dezifix connector serves to connect to the receiver. To avoid any confusion with these three connectors they are labelled on the casing of the Type ZUP, SIGNAL GENERATOR, TEST ITEM and RECEIVER.

For a receiver any well-shielded, calibrated or uncalibrated test receiver will do. Its input impedance is irrelevant since the output impedance Z_{out} of the Type ZUP is 100 Ω in all three switch positions (INCID. WAVE, INCID. + REFL., REFL. WAVE). The test setup depends on whether a calibrated or an uncalibrated receiver is used (sections 4.1.1 and 4.1.2).

4.1.1 Test Setup with Calibrated Receiver

Connect the Type ZUP to the signal generator, the test item and the receiver by means of coaxial cables. The connecting cable between the Type ZUP and the test item must present the same characteristic impedance (50, 60 or 75 Ω) as the insertion unit of the Type ZUP. The cable used to connect the signal generator to the Type ZUP should, if possible, also be matched to the Type ZUP whereas the characteristic impedance of the cable from the Type ZUP to the receiver is of no importance.

To prevent fluctuations of the test frequency due to load variations, connect a 10-db attenuator pad between the signal generator and the Reflectometer. For this purpose we recommend our Type DPF (0 to 4000 MHz) BN 18061/50 (Z = 50 Ω) and BN 18061/60 (Z = 60 Ω).

[+)] Our production line includes the following suitable signal generators:

Power Signal Generator Type SMLR (100 kHz to 30 MHz)	BN 41001
Power Signal Generator Type SMLM (30 to 300 MHz)	BN 4105
VHF Signal Generator Type SLSV (25 to 470 MHz)	BN 41002
UHF Signal Generator Type SDR (300 to 1000 MHz)	BN 41022/50

4.1.2 Test Setup with Uncalibrated Receiver

If the receiver is not calibrated an attenuator box[+)] must be used in addition. Interconnect the individual units as indicated in section 4.1.1. Connect the attenuator box either

a) between signal generator and Reflectometer or

b) between Reflectometer and receiver.

If the attenuator box is connected according to b) a 10-db attenuator pad should be connected between signal generator and Reflectometer as pointed out in section 4.1.1. If the connection is made according to a) the 10-db attenuator pad is replaced by a reference attenuation of 10 db to be set on the attenuator box. For this reason it is usually preferable to connect according to a). The cable used to connect the attenuator box to the Type ZUP must have the same characteristic impedance as the Type ZUP.

An attenuator box is not necessary if the signal generator is supplied with a suitable output attenuator.

4.2 Measurements

4.2.1 Measurements Using a Calibrated Test Receiver

Connect the Reflectometer to the other instruments used in the test setup following section 4.1.1.

4.2.1.1 Measuring the Reflection Coefficient

Set the selector switch to REFL. WAVE and read the voltage output at the receiver. Next, set the selector switch to INCID. WAVE and again take the reading. The ratio of the two voltages gives the magnitude of the reflection coefficient.

$$|\bar{r}| = |E_r/E_i| .$$

A correction for the measuring frequency, as in section 4.2.1.2, is not necessary for reflection coefficient measurements.

+) Our production line includes the following suitable standard attenuators:
Unbalanced Standard Attenuator Type DPR (0 to 300 MHz)
BN 18042/50, BN 18042/60, BN 18042/75
Unbalanced Standard Attenuator Type DPU (0 to 1500 MHz, with a limited accuracy up to 2000 MHz) BN 18043/50, BN 18043/60, BN 18043/75
Unbalanced Standard Attenuator Type DPU (0 to 3000 MHz)
BN 18044/50, BN 18044/60
The figures after the solidus represent the characteristic impedance.

4.2.1.2 Measuring the "Interference Quotient" $1+\bar{r}$

Throw the mode-of-operation switch to INCID. + REFL. and subsequently to INCID. WAVE. The ratio of the two voltage readings obtained must be multiplied by the factor 2 to compensate for the one half of the voltage that is lost when interconnecting the directional couplers. The voltage ratio multiplied by 2 equals the interference quotient

$$|1+\bar{r}| = 2\,|E/E_i| \;;$$

which is to be entered on the chart given in Fig. 2 for the determination of the impedance and admittance (section 4.2.1.3). If the measuring frequency is greater than 200 MHz, the measured value E or the voltage ratio $2\,E/E_i$ must be corrected in accordance with Fig. 5 before entering it on the chart. The relationship is

$$|1+\bar{r}| = 2\,k\,|E/E_i| .$$

4.2.1.3 Determination of Impedance or Admittance from the Reflection Coefficient and the Interference Quotient

The Smith chart in Fig. 2 is a conformal transformation of the complex reflection coefficient plane and can be used to evaluate the measured results in a simple manner. The reflection coefficient is represented by a circle around the centre point $R/Z_o = 1$. The radius r_1 of the circle is obtained by multiplying the chart radius r_o by the reflection coefficient $|\bar{r}| = |E_r/E_i|$; r_1 may have any value between zero and r_o.

To determine the phase angle, draw an arc with the radius r_2 around the centre point $R/Z_o = 0$. r_2 is the product of the chart radius r_o and the interference quotient $|1+\bar{r}| = 2|E/E_i|$ and can take on values between 0 and 2. The points of intersection of the circle r_1 and the arc r_2 are A and B which give two conjugate complex impedance values.

It remains to be determined which of the two points is correct. For this purpose, connect a short coaxial line section, for instance, a coaxial cable whose characteristic impedance is identical with that of the Type ZUP and whose electrical length l_Z is less than $\frac{\lambda_o}{4}$ between the Type ZUP and the test item and measure the interference quotient. If the interference quotient is multiplied by the chart radius r_0 an arc with the

radius r'_2 is obtained and as a result two further points of intersection C and D on the r_1 circle. Displace the newly obtained points counterclockwise towards the load by the electrical length l_Z of the coaxial line section. The point of intersection D has now moved away from the previous test point B while point C coincides with test point A. This test point gives the wanted impedance or admittance+).

For admittance measurements the arcs with the radii r_2 and r'_2 are drawn around the centre point $\frac{R}{Z_o} = \infty$. Otherwise the evaluation process is the same.

The point A, determined to be the correct one, still needs a further correction since this point represents the impedance value in the middle between the two directional couplers and not at the coaxial output. The coaxial line section between this middle point and the coaxial output has an electrical length l_e = 132,5 mm. In order to obtain the impedance or the admittance value at the output, the point A must be displaced on the circle r_1 in the counterclockwise direction by an angle corresponding to the ratio l_e/λ. Section 4.2.1.4 gives an example of an impedance measurement.

+)Procedure according to H. Siebecker

4.2.1.4 Example
(see Fig. 2)

Test frequency f 67 MHz

Electrical length of the coaxial
line section used in the measurement l_Z 33.5 cm

Measured reflection coefficient

$$|\bar{r}| = \left|\frac{E_r}{E_i}\right| = 0.32.$$

A circle is drawn around the chart centre with the radius

$$r_1 = r_0 \times 0.32$$

$$= 3.2 \text{ cm.}$$

Measured interference quotient

$$|1+\bar{r}| = 2\left|\frac{E}{E_i}\right| = 0.875.$$

A correction after Fig. 5 is not required since f is less than 200 MHz. If the impedance value is wanted an arc is drawn on the chart around the centre point $R/Z_o = 0$ with the radius

$$r_2 = r_0 \times 0.875$$

$$= 8.75 \text{ cm.}$$

If the admittance is desired, the same arc is drawn, but using $R/Z_o = \infty$ as a centre point. The points of intersection between the arc and the circle are A and B.

To determine which of the two values is applicable connect the coaxial line section of 33.5 cm electrical length l_Z between the Type ZUP and the test item and repeat the measurement of the interference quotient. The result in this example is assumed to be

$$|1+\bar{r}| = 2\left|\frac{E}{E_i}\right| = 1.15.$$

The arc to be drawn around the centre point R/Z_o has the radius

$$r'_2 = r_0 \times 1.15 = 11.5 \text{ cm}$$

and intersects the r_1 circle at C and D. Advance, i.e., displace these two points in the counterclockwise direction by l_Z/λ. To do so, proceed as follows:

(a) Draw lines from the chart centre $R/Z_o = 1$ through the points C and D to the outer edge of the chart (scale l/λ).

(b) Calculate the value l_Z/λ_o. In this example l_Z is assumed to be 33.5 cm and f = 67 MHz

$$\lambda_o = \frac{3 \times 10^8}{67 \times 10^6} = 4.48 \text{ m}$$

$$\frac{l_Z}{\lambda_o} = \frac{0.335}{4.48} = 0.075$$

(c) The line through C ends at $l/\lambda_o = 0.346$, the line through D at 0.154. The transformation must be made in the counterclockwise direction. Therefore 0.075 is added:

Point C $0.346 + 0.075 = 0.421$
Point D $0.154 + 0.075 = 0.229$

(d) Now draw lines from these values to the chart centre.

In this manner the point D has been shifted away from B to D' and point C coincides with A. Hence, A is the applicable value and the impedance is inductive.

The impedance value corresponding to point A is the impedance value midway between the two directional couplers. In order to determine the impedance value at the coaxial output to the test item, the electrical length $l_e = 13.25$ cm must be taken into account, i.e. point A must correspondingly be displaced further in the counterclockwise direction. The relationship is

$$\frac{l_e}{\lambda_o} = \frac{0.1325}{4.48}$$

$$= 0.03.$$

The $1/\lambda_o$ value for point A, which is identical with point C after the above correction has been made, is 0.421. Adding 0.03 to this value gives

$$\frac{1}{\lambda_o} = 0.421 + 0.03 = 0.451$$

A line drawn from this value to the chart centre intersects the r_1-circle at A'. This new point of intersection is the final impedance value. This test procedure is only suitable for approximate impedance determination as the involved error may assume considerable values especially at high frequencies and if the intersection of the arcs is flat.

4.2.2 Measurements Using an Uncalibrated Receiver and an Attenuator Box

Connect the Reflectometer to the other instruments used in the test setup following section 4.1.2.

4.2.2.1 Measuring the Reflection Coefficient

It is advisable to set a reference attenuation of 10 db on the attenuator box. Throw the selector switch into position REFL. WAVE and take the voltage reading on the uncalibrated receiver. Switch to INCID. WAVE after the attenuator setting has been increased by about 50 db to prevent overdriving of the receiver. Then decrease the attenuator setting until the meter of the receiver gives the same reading as before. The difference between the reference attenuation and the last attenuator setting represents the voltage ratio E_r/E_i in nepers or decibels (a_r).

4.2.2.2 Measuring the Interference Quotient

First, set a reference attenuation of 10 db on the attenuator box. Then throw the selector switch into position INCID. + REFL., take the voltage reading and after increasing the attenuator setting by about 50 db switch to INCID. WAVE. Then decrease the attenuator setting until the previous voltage reading is obtained. The difference between the last attenuator setting and the reference attenuation represents the voltage ratio E/E_i in decibels or nepers (a). In order to take into account the factor 2 (section 4.2.1.2) subtract 6 db or 0.69 nepers from a. For frequencies above 200 MHz, an additional correction factor a' from Fig. 5 in db or nepers must be subtracted. The actual attenuation then becomes (a - a' - 6) in decibels or (a - a' - 0.69) in nepers.

4.2.2.3 Example of an Impedance Measurement Using an Attenuator Box

For the determination of the reflection coefficient an attenuation a_r = 9.88db was measured. This yields a radius (Fig. 2) of

$$r_1 = r_0 \times 10^{-a_r/20}$$

$$= r_0 \times 10^{-9.88/20}$$

$$= r_0 \times 0.32$$

$$= 3.2 \text{ cm}$$

With the attenuation expressed in nepers, the radius is

$$r_1 = r_0 \times e^{-a_r}.$$

In the measurement of the interference quotient an attenuation a = 7.15 db was obtained. The radius is then

$$r_2 = r_0 \times 10^{-\frac{a - a' - 6}{20}}$$

or, with the attenuation expressed in nepers,

$$r_2 = r_0 \times e^{-(a - a' - 0.69)},$$

where a' is 0 since f is less than 200 MHz.

Therefore

$$r_2 = r_0 \times 0.875$$

$$= 8.75 \text{ cm}.$$

Now the circle r_1 and the arc r_2 can be drawn which intersect at A and B. The second measurement of the interference quotient after interconnecting the coaxial line section of an electrical length l_Z = 33.5 cm gives a = 4.79 db in this example. The arc r'_2 is given by

$$r'_2 = r_0 \times 10^{-\frac{4.79 - 6}{20}}$$

$$= r_0 \times 1.15$$

$$= 11.5 \text{ cm}$$

The r'_2-arc intersects the r_1 circle at C and D. To obtain the final test point A displace these points as indicated in section 4.2.1.4 and correct accordingly.

5. Coupling Attenuation and Sensitivity

The upper limit frequency of the Reflectometer is determined by the dimensions of the directional couplers or, in other words by the decreasing directivity. At a frequency of f = 600 MHz, an inherent error of 0.4% in the directional couplers must be taken into account in addition to a small transformation error in the switch. These errors yield the accuracies quoted under "1. Specifications".

There is no sharp lower frequency limit at which the Reflectometer becomes unusuable, i.e. if the signal generator output power and receiver sensitivity are no longer sufficient to provide a signal-to-noise ratio of at least 6 to 10 db for the reflected wave, voltage measurements become impracticable. Also the directivity of the directional couplers gradually becomes less at frequencies below 30 MHz. This is expressed in the accuracies specified in section 1.

The essential characteristic curves showing the limit values of the Reflectometer are depicted in Figs. 3 and 4. Fig. 3 shows the coupling attenuation as a function of frequency. The coupling attenuation is the ratio of the incident wave voltage to the receiver input voltage, expressed logarithmically in db or nepers. If you want to know what incident wave voltage E_i is required in order to measure a reflection coefficient $\bar{r}$ with a given receiver having a sensitivity $E_s[v]$ (for approx. 10 db signal-to-noise ratio), add the frequency-dependent coupling attenuation a_c (f) in db to the attenuation a_r derived from $\bar{r}$.

$$a_r = 20 \lg \frac{E_i}{E_r} = 20 \lg 1/\bar{r} \qquad [db]$$

Then E_s is multiplied by the voltage ratio obtained from a_c (f) + a_r [db]

$$E_i\,[v] = E_s\,[v]\; 10^{\frac{a_c\,(f) + a_r}{20}}.$$

These calculations are made taking r as 0.01 and then r as 0.03. The results are shown in Fig. 4. Receiver sensitivity E_s is assumed to be 1 µv.

As can be seen, accurate measurements of small reflection coefficients can be made down to 10 MHz if a well-shielded and sensitive receiver is used.

In the VHF range, only a few millivolts are required to produce a measurable output to the receiver. This is of particalar advantage in investigations of the matching of sensitive receivers, for example, crystal mixer stages.

6. Maximum Permissible Power

The maximum permissible power is limited by the power-handling capacity of the directional couplers and the heat developed in the insulating discs due to dielectric loss.

The load on the exactly tuned directional couplers or the resistors provided in the directional couplers is determined by the transmitted power and the coupling attenuation. Since the coupling attenuation, in turn, is a function of frequency (Fig. 3) this is also true of the maximum permissible power.

If the coupling attenuation is greater than approximately 40 db, as is the case for f ≈ 70 MHz, the loading of the directional couplers becomes negligible against the effect of the heat developed in the insulating discs of the measuring head and in the Dezifix connectors due to dielectric loss.

The curve P shown in Fig. 4 represents the maximum permissible power. Values beyond this curve are not permissible. From this curve it can be seen that at frequencies below 70 MHz the transmitted power must not exceed 300 w and that at f = 500 MHz the maximum permissible power drops to 7 w.

7. Adaptation to Other Connector Systems

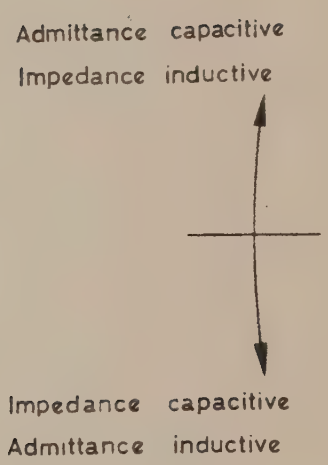
The three Dezifix connectors provided on the instrument are readily adaptable to connectors of other makes. To do so, unscrew the end pieces of the outer and the inner conductor and replace them by the corresponding parts of the desired system. To unscrew the outer conductor use the special wrench obtainable from ROHDE & SCHWARZ under stock number FZM 10900. The inner conductor can be removed with a suitable screwdriver.

The table overleaf lists the connector systems for which screw-in assemblies are obtainable from ROHDE & SCHWARZ. The given stock numbers serve at the same time as order numbers and cover a complete screw-in assembly, i.e. one inner conductor and one outer conductor.

When using a screw-in assembly the inherent reflection coefficient will be somewhat higher since none of the other connector systems feature a reflection coefficient as low as that of the Dezifix connector. Likewise, the electrical length of 135 mm as specified in section 4.2.1.3 may vary by 1 to 2 cm.

Available Screw-in Assemblies

Desired connector on the instrument	Z	Order No. of the screw-in assembly
UHF socket (Small Single) (MIL)	50	FHD 10900/50
UHF plug (Small Single) (MIL)	50	FHS 10900/50
N socket (MIL)	50	FHD 20900/50
N plug (MIL)	50	FHS 20900/50
N socket (MIL)	75	FHD 20900/75
N plug (MIL)	75	FHS 20900/75
C socket (MIL)	50	FHD 30900/50
C plug (MIL)	50	FHS 30900/50
BNC socket (MIL)	50	FHD 40900/50
BNC plug (MIL)	50	FHS 40900/50
RF socket 4,1/9,5	50	FID 20900/50
RF plug 4,1/9,5	50	FIS 20900/50
RF socket 7/16	50	FID 40900/50
RF plug 7/16	50	FIS 40900/50
RF socket 3,5/9,5 DIN 47281	60	FID 20900/60
RF plug 3,5/9,5 DIN 47281	60	FIS 20900/60
RF socket 6/16 DIN 47282	60	FID 40900/60
RF plug 6/16 DIN 47282	60	FIS 40900/60
General Radio connector 874	50	FLA 20900/50
Marconi connector H4	50	FLB 20900/50



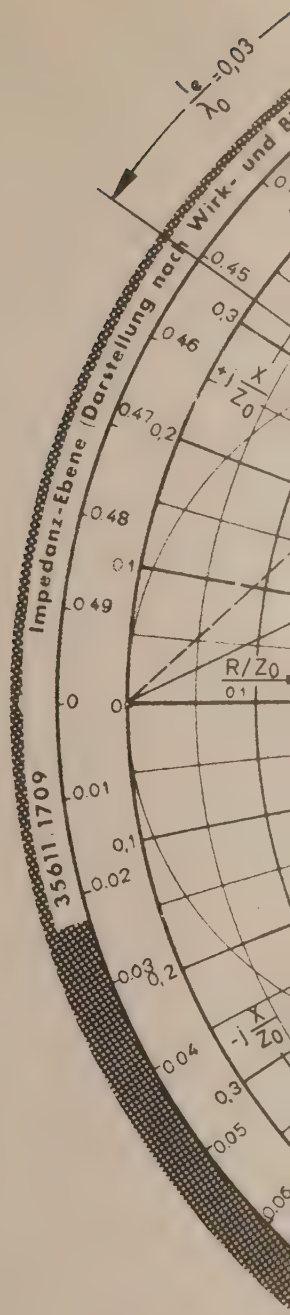
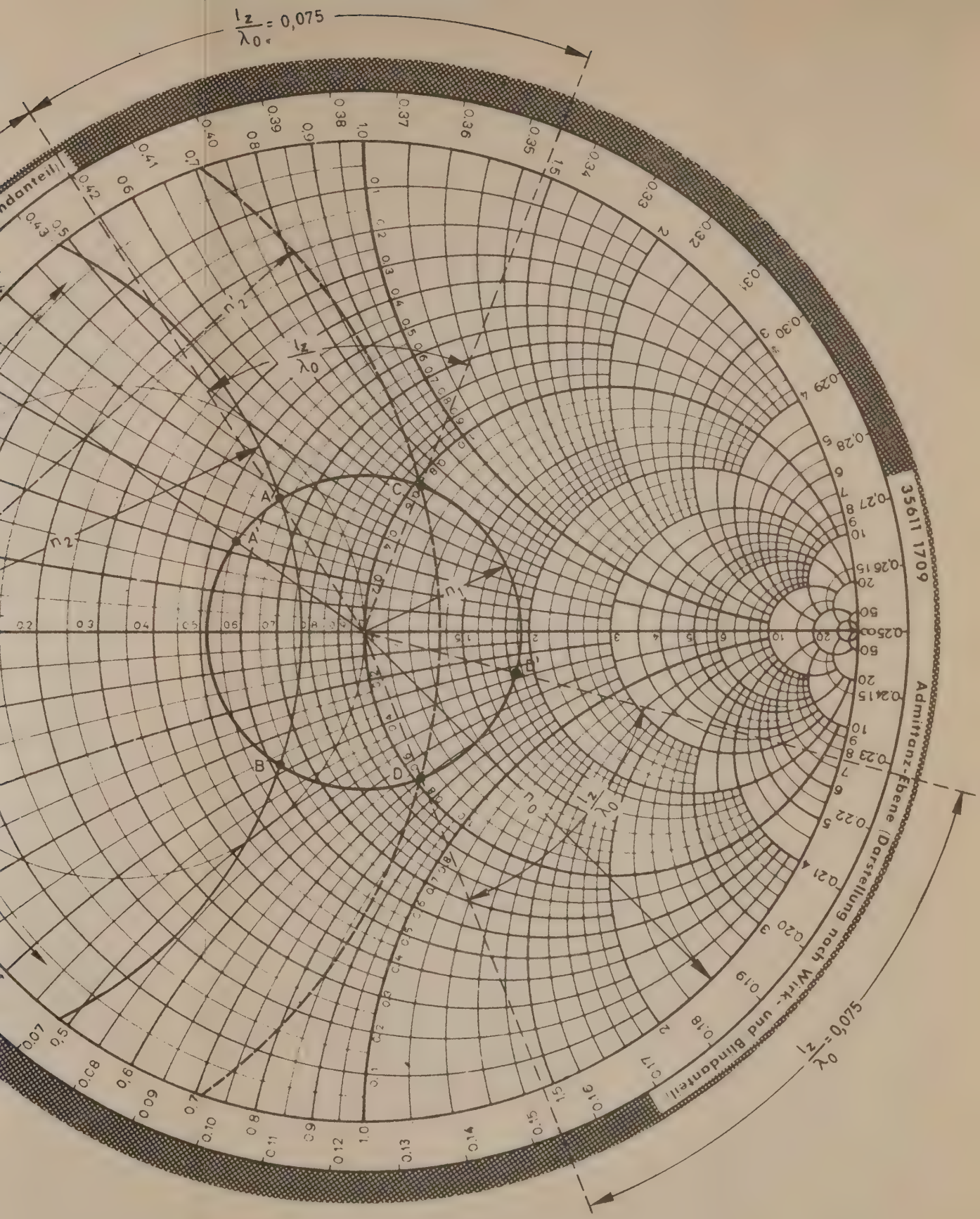


Fig. 2 Smith cha

$|E_r / E_i|$



t with numerical example showing how the voltage ratios

$|\bar{r}|$ and $2\,|E/E_i| = |1+\bar{r}|$ are plotted

Fig. 2

Coupling a
and directi
[db]

10369
49

tenuation
vity

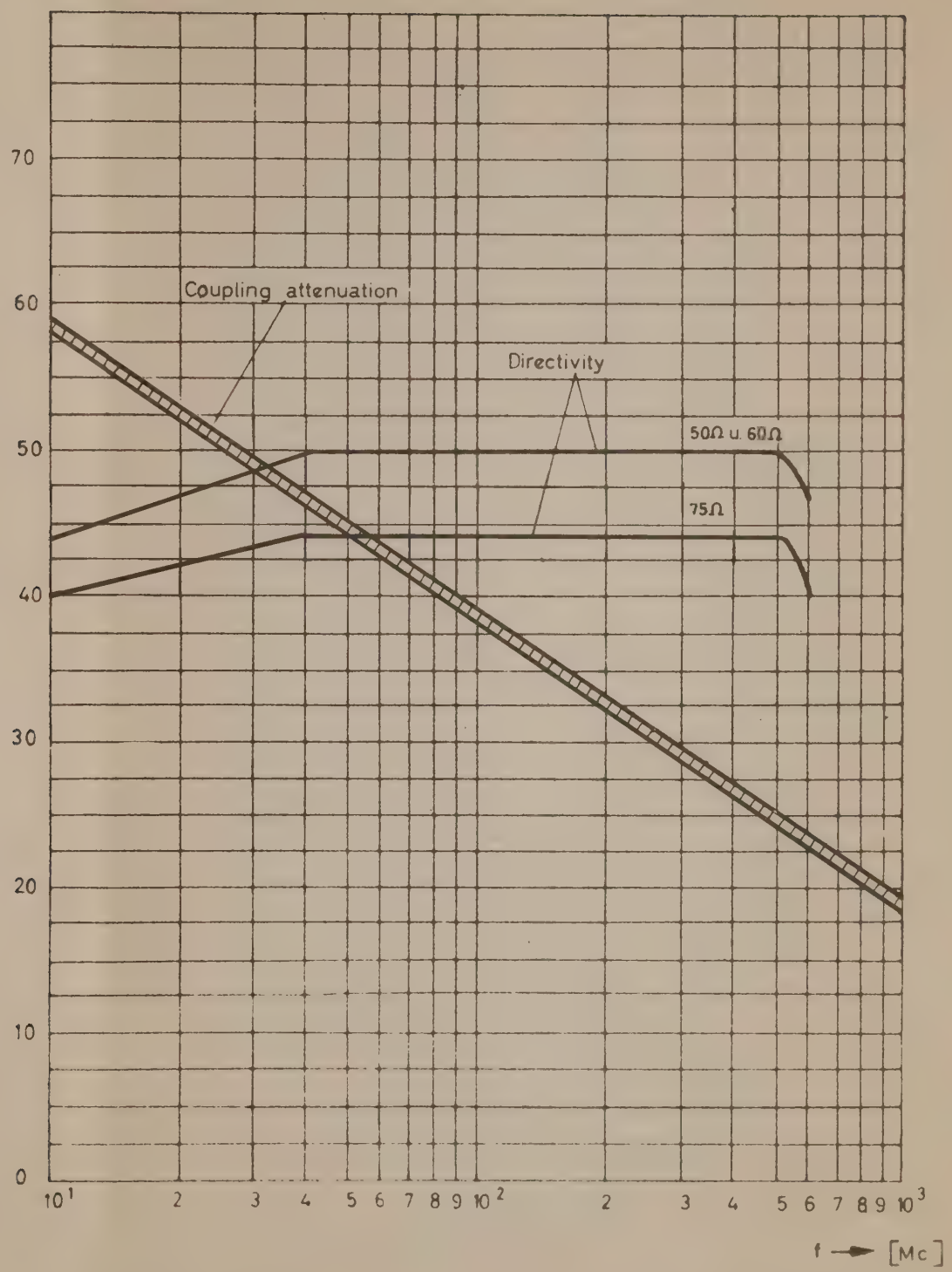


Fig. 3 Coupling attenuation and directivity as a function of frequency

Fig 3

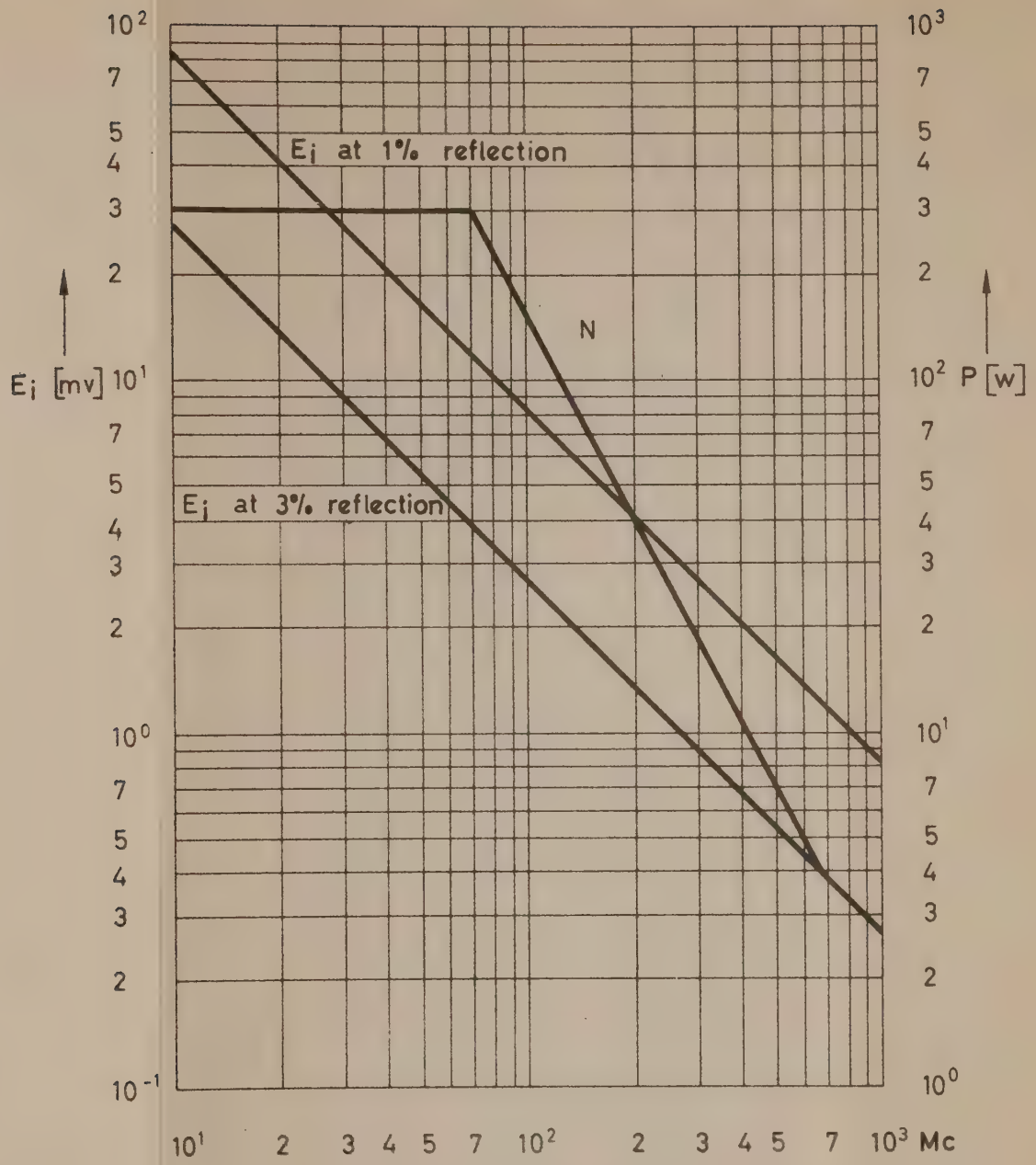


Fig. 4 Recommended incident-wave voltage E_i across coaxial line section as a function of frequency for $|\bar{r}| = 0.01$ and $|\bar{r}| = 0.03$ with a receiver sensitivity of $E_s = 1\mu v$ (section 5); and maximum permissible power P, likewise as a function of frequency (section 6).

10369
53

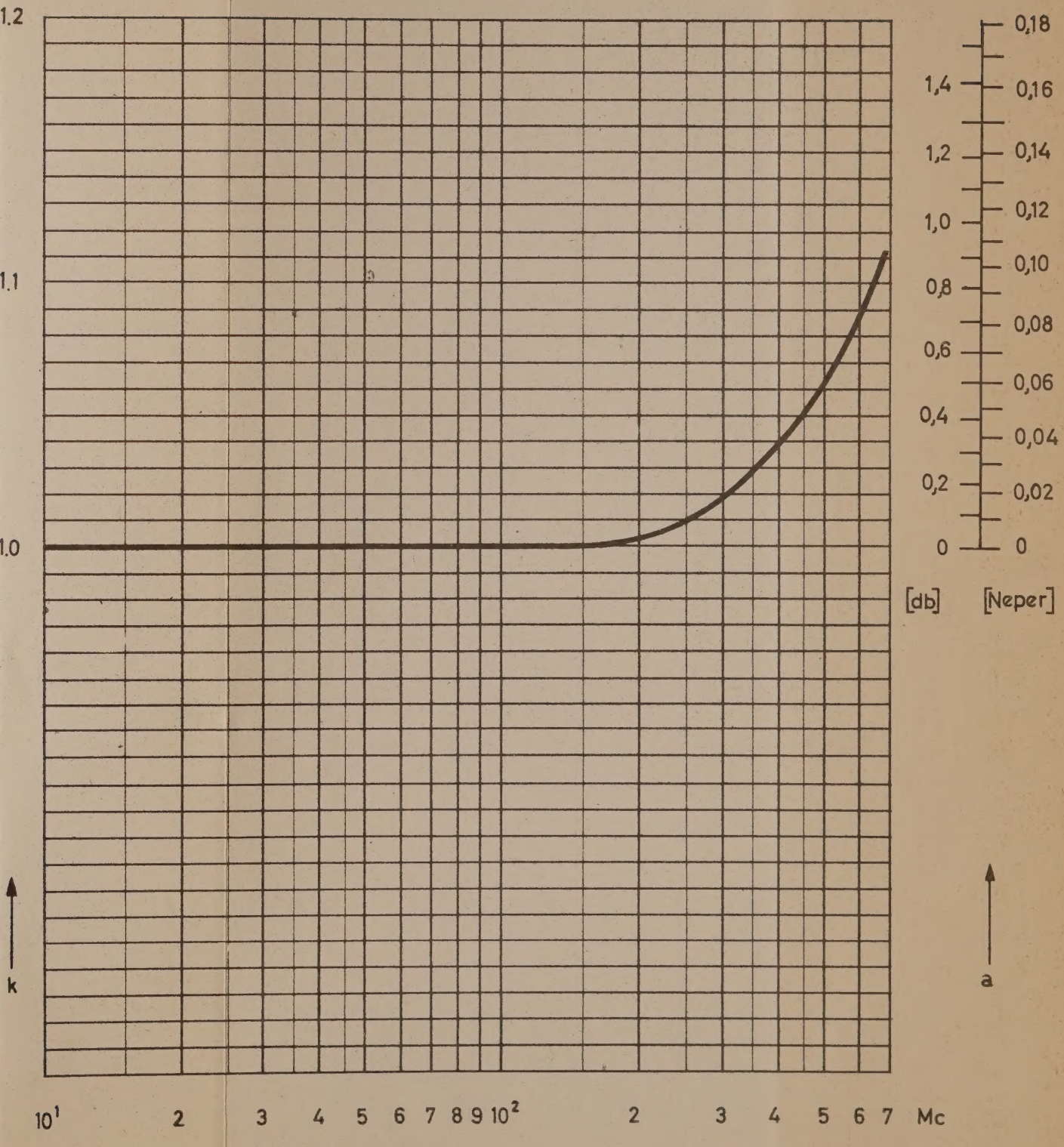


Fig. 5 Correction factor K and a' as a function of frequency

MP MASTER
MA22465